

(19)日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-355607

(43)公開日 平成11年(1999)12月24日

(51)IntCl<sup>4</sup> 識別記号

H04N 5/202

G02F 1/133

G09C 3/20

3/36

505

641

FI

H04N 5/202

G02F 1/133

G09C 3/20

3/36

505

641Q

審査請求 未請求 請求項の数19 OL (全 13 頁)

(21)出願番号 特願平10-165352

(22)出願日 平成10年(1998)6月12日

(71)出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72)発明者 田中 晃

鹿児島県国分市野口北5番1号 ソニー国分株式会社内

(72)発明者 大尾 桂久

鹿児島県国分市野口北5番1号 ソニー国分株式会社内

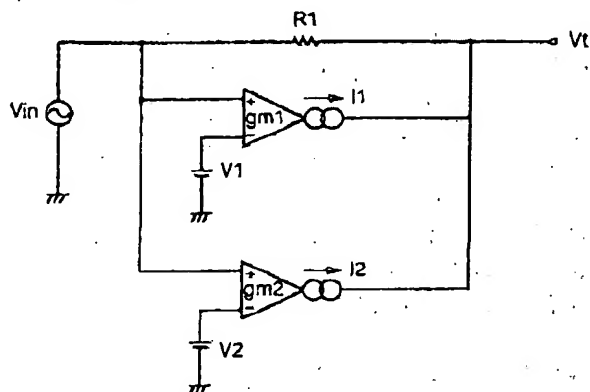
(54)【発明の名称】 電圧-電流変換回路およびこれを用いたガンマ補正回路

(57)【要約】

【課題】 ディスプレイ装置におけるガンマ補正回路の入出力特性の屈曲点を示す切換えポイントを内部回路で一意的に決定する回路を提供する。

【解決手段】 gmアンプを構成する差動増幅器の一方のトランジスタに並列にトランジスタを追加する。またこのgmアンプを複数個縦続接続し、その出力信号電流を合成すると共に電圧-電流変換しかつ入力信号をこの変換した信号に加算する回路でガンマ補正回路を構成する。

【効果】 追加したトランジスタでガンマ曲線の屈曲点である切換ポイントを鋭くでき、かつこの切換ポイントをgmアンプの定数に依存せず外部から任意に設定出来る。



(2)

特開平11-355607

1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力信号が供給される第1の端子と、  
前記第1の端子に接続された負荷素子と、  
前記第1の端子に第1の入力端子が接続され第2の入力  
端子に供給される第1の基準信号と比較し第1の出力信  
号を導出する第1の増幅器と、

前記第2の入力端子に前記第1の基準信号を供給する第  
1の基準信号発生器と、

前記第1の端子に第3の入力端子が接続され第4の入力  
端子に供給される第2の基準信号と比較し第2の出力信  
号を導出する第2の増幅器と、

前記第4の入力端子に前記第2の基準信号を供給する第  
2の基準信号発生器と、

前記負荷素子からの第3の出力信号と前記第1と第2の  
増幅器からの第1と第2の出力信号が合成されて合成信  
号を取り出す第2の端子とを備えたことを特徴とするガ  
ンマ補正回路。

【請求項2】 前記第1および第2の増幅器の少なくと  
も一方を電流出力としたことを特徴とする請求項1記載  
のガンマ補正回路。

【請求項3】 前記第1と第2の基準信号を電圧とした  
ことを特徴とする請求項1記載のガンマ補正回路。

【請求項4】 前記第1と第2の増幅器に電圧-電流変  
換回路を用いたことを特徴とする請求項1記載のガンマ  
補正回路。

【請求項5】 前記負荷素子を抵抗としたことを特徴と  
する請求項1記載のガンマ補正回路。

【請求項6】 ベースに入力信号が供給されエミッタが  
帰還抵抗の一端に接続された第1のトランジスタと、  
前記帰還抵抗の他端にエミッタが接続されベースに基準  
電圧が供給される第2のトランジスタと、

前記入力信号がベースに供給されエミッタが前記第2の  
トランジスタのエミッタに接続されコレクタが前記第2  
のトランジスタのコレクタに接続された第3のトランジ  
スタと、

前記第1のトランジスタのコレクタにカソードが接続さ  
れアノードが基準電位に接続された第1のダイオード  
と、

前記第2のトランジスタのコレクタにカソードが接続さ  
れアノードが前記基準電位に接続された第2のダイオード  
と、

前記第1と第2のトランジスタのコレクタがそれぞれベ  
ースに接続されエミッタが共通接続されコレクタから出  
力信号を導出する第4と第5のトランジスタからなる差  
動増幅器とを備えたことを特徴とする電圧-電流変換回  
路。

【請求項7】 前記帰還抵抗に発生する電圧を前記第1  
と第2のトランジスタのベース・エミッタの順方向動作  
電圧の差より大きく設定したことを特徴とする請求項6  
記載の電圧-電流変換回路。

2

【請求項8】 前記第1と第2のトランジスタのエミッ  
タに流れる電流と前記差動増幅器のエミッタ電流源に流  
れる電流で該差動増幅器のコレクタから導出する電流量  
を決めることを特徴とする請求項6記載の電圧-電流変  
換回路。

【請求項9】 前記第2のトランジスタのベースに供給  
される前記基準電圧を可変して前記第3のトランジスタ  
の動作を設定することを特徴とする請求項6記載の電圧  
-電流変換回路。

【請求項10】 ベースに入力信号が供給されエミッタ  
が帰還抵抗の一端に接続された第1のトランジスタと、  
前記帰還抵抗の他端にエミッタが接続されベースに基準  
電圧が供給される第2のトランジスタと、

前記基準電圧がベースに供給されエミッタが前記第1の  
トランジスタのエミッタに接続されコレクタが前記第1  
のトランジスタのコレクタに接続された第3のトランジ  
スタと、

前記第1のトランジスタのコレクタにカソードが接続さ  
れアノードが基準電位に接続された第1のダイオード  
と、

前記第2のトランジスタのコレクタにカソードが接続さ  
れアノードが前記基準電位に接続された第2のダイオード  
と、

前記第1と第2のトランジスタのコレクタがそれぞれベ  
ースに接続されエミッタが共通接続されコレクタから出  
力信号を導出する第4と第5のトランジスタからなる差  
動増幅器とを備えたことを特徴とする電圧-電流変換回  
路。

【請求項11】 前記帰還抵抗に発生する電圧を前記第  
1と第2のトランジスタのベース・エミッタの順方向動  
作電圧の差より大きく設定したことを特徴とする請求項  
10記載の電圧-電流変換回路。

【請求項12】 前記第1と第2のトランジスタのエミ  
ッタに流れる電流と前記差動増幅器のエミッタ電流源に  
流れる電流で該差動増幅器のコレクタから導出する電流量  
を決めることを特徴とする請求項10記載の電圧-電流  
変換回路。

【請求項13】 前記第2のトランジスタのベースに供  
給される前記基準電圧を可変して前記第3のトランジスタ  
の動作を設定することを特徴とする請求項10記載の  
電圧-電流変換回路。

【請求項14】 入力信号が供給される第1の端子と、  
前記第1の端子に一端が接続された負荷素子と、  
前記負荷素子の他端に接続された第2の端子と、  
ベースに前記入力信号が供給されエミッタが第1の帰還  
抵抗の一端に接続された第1のトランジスタと、

前記第1の帰還抵抗の他端にエミッタが接続されベース  
に第1の基準電圧が供給される第2のトランジスタと、  
前記入力信号がベースに供給されエミッタが前記第2の  
トランジスタのエミッタに接続されコレクタが前記第2

(3)

特開平11-355607

3

のトランジスタのコレクタに接続された第3のトランジスタと、

前記第1のトランジスタのコレクタにカソードが接続されアノードが基準電位に接続された第1のダイオードと、

前記第2のトランジスタのコレクタにカソードが接続されアノードが前記基準電位に接続された第2のダイオードと、

前記第1と第2のトランジスタのコレクタがそれぞれベースに接続されエミッタが共通接続され第5のトランジスタのコレクタが前記基準電位に接続され、第4のトランジスタから第1の出力信号を導出する第4と第5のトランジスタからなる第1の差動増幅器と、

ベースに前記入力信号が供給されエミッタが第2の帰還抵抗の一端に接続された第6のトランジスタと、

前記第2の帰還抵抗の他端にエミッタが接続されベースに第2の基準電圧が供給される第7のトランジスタと、  
前記第2の基準電圧がベースに供給されエミッタが前記第6のトランジスタのエミッタに接続されコレクタが前記第6のトランジスタのコレクタに接続された第8のトランジスタと、

前記第6のトランジスタのコレクタにカソードが接続されアノードが前記基準電位に接続された第3のダイオードと、

前記第7のトランジスタのコレクタにカソードが接続されアノードが前記基準電位に接続された第4のダイオードと、

前記第6と第7のトランジスタのコレクタがそれぞれベースに接続されエミッタが共通接続され一方のトランジスタのコレクタが前記基準電位に接続され、他方のトランジスタのコレクタから第2の出力信号を導出する第9と第10のトランジスタからなる第2の差動増幅器と前記第1と第2の差動増幅器の第1と第2の出力信号を合成し前記第2の端子に接続したことを特徴とするガンマ補正回路。

【請求項15】 前記第1の帰還抵抗に発生する電圧を前記第1と第2のトランジスタのベース・エミッタの順方向動作電圧の差より大きく設定し、かつ前記第2の帰還抵抗に発生する電圧を前記第6と第7のトランジスタのベース・エミッタの順方向動作電圧の差より大きく設定したことを特徴とする請求項14記載のガンマ補正回路。

【請求項16】 前記第1と第2のトランジスタのエミッタに流れる電流と前記第1の差動増幅器のエミッタに結合された電流源に流れる電流で該第1の差動増幅器のコレクタに流れる電流量を決めることを特徴とする請求項14記載のガンマ補正回路。

【請求項17】 前記第6と第7のトランジスタのエミッタに流れる電流と前記第2の差動増幅器のエミッタに\*

4

\*結合された電流源に流れる電流で該第2の差動増幅器のコレクタに流れる電流量を決めることを特徴とする請求項14記載のガンマ補正回路。

【請求項18】 前記第2および前記第7のいずれか一方のトランジスタのベースに供給されるバイアスを可変して前記第3および第8のいずれか一方のトランジスタの動作を設定することを特徴とする請求項14記載のガンマ補正回路。

【請求項19】 前記第7のトランジスタのベースに供給される前記第2の基準電圧を前記第2のトランジスタのベースに供給される前記第1の基準電圧より大きく設定することを特徴とする請求項14記載のガンマ補正回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、LCDパネル（液晶表示装置）ドライバ等の表示装置の映像信号処理回路に用いられるガンマ補正回路に関する。さらに詳しくは、電圧-電流変換回路であるgmアンプを用いて任意のガンマ曲線を形成するシステム、回路に関する。

【0002】

【従来の技術】液晶表示装置等を使用されるディスプレイの入出力特性は直線ではなく曲線であらわされることが知られていて、この曲線に対応させるため様々な回路が検討されている。

【0003】図6にガンマ補正回路に用いられる電圧-電流変換回路（第5のgmアンプと記載する）の従来例を示す。

【0004】まず第5のgmアンプの回路接続について説明する。トランジスタQ51とQ52のエミッタがエミッタ帰還抵抗R50を介して共通接続され、トランジスタQ51のベースに入力信号（電圧）Vinが供給され、トランジスタQ52のベースは基準バイアスから基準電圧V50が供給されている。トランジスタQ51、Q52の各出力はダイオード構成されたカソードに相当するトランジスタQ53、Q54の各エミッタに接続され、一方ダイオードのアノードに相当するベースとコレクタは電源（基準電位）にそれぞれ接続されている。さらに、トランジスタQ51、Q52の出力はエミッタが共通接続されていて差動増幅器を構成するトランジスタQ57、Q56の各ベースに接続されている。トランジスタQ57のコレクタは電源に接続され、Q56のコレクタから出力信号である出力電流I56が導出される。

【0005】次に、この第5のgmアンプの電氣的動作を説明する。いまトランジスタQ51、Q52のエミッタに流れる電流I51とI52をIoとし、トランジスタQ51、Q52のベース・エミッタ間の順方向電圧をそれぞれVf1、Vf2とすると、入力信号（電圧）Vinは

$$V_{in} = V_{50} - V_{f2} + R_{50} (I_{53} - I_o)$$

(4)

特開平11-355607

5

6

$$+V_{f1} \dots (1)$$

と表される。ここで、式(1)のR50を例えば、 $|R_{50}(I_{53}-I_o)| > |V_{f1}-V_{f2}|$ の条件を満足するように選ぶと、

$$I_{53} = (V_{in} - V_{50} + R_{50} \times I_o) / R_{50} \dots (3)$$

となる。ただし、電流I53は0から2I<sub>o</sub>まで変化し、その後一定になる。

【0006】このことを考慮すると、入力信号(電圧)V<sub>in</sub>とトランジスタQ51のコレクタに流れる電流I

$$I_{53} = (V_{in} - V_{50} + R_{50} \times I_o) / R_{50} \dots (5)$$

V<sub>50</sub>+R<sub>50</sub>×I<sub>o</sub><V<sub>in</sub> のとき

$$I_{53} = 2I_o \dots (6)$$

となる。

【0007】次に、トランジスタQ53、Q54、Q56、Q57の関係式からトランジスタQ56のコレクタに流れる出力電流I56を求める。I53、I54、I56とI57の関係は、

$$I_{53} \times I_{57} = I_{54} \times I_{56} \dots (7)$$

と求められる。ここで、I53+I54=2I<sub>o</sub>、I5★

$$I_{56} = (I_{55} / 2I_o) \times (V_{in} - V_{50} + R_{50} \times I_o) / R_{50} \dots (10)$$

V<sub>50</sub>+R<sub>50</sub>×I<sub>o</sub><V<sub>in</sub> のとき

$$I_{56} = I_{55} \dots (11)$$

式(9)、(10)、(11)のそれぞれの場合について、トランジスタQ56のコレクタから導出される出力電流I56の交流成分(i56)を求めると以下のよう★

$$i_{56} = (I_{55} / 2I_o) \times v_{in} / R_{50} \dots (13)$$

ただしv<sub>in</sub>は入力信号(電圧)の交流成分である。V<sub>50</sub>+R<sub>50</sub>×I<sub>o</sub><V<sub>in</sub>のとき

$$i_{56} = 0 \dots (14)$$

となり、V<sub>50</sub>-R<sub>50</sub>×I<sub>o</sub><V<sub>in</sub><V<sub>50</sub>+R<sub>50</sub>×I<sub>o</sub>のときのみgmアンプとして動作し、それ以外はゲインを持たないことになる。

【0008】上述の様に構成されたgmアンプを複数個設け各gmアンプの出力電流I56を合成し抵抗などを用いて電圧に変換しガンマ曲線を形成している。例えば2段縦続接続し、それぞれを第5のgmアンプ(gm5アンプ)、第6のgmアンプ(gm6アンプ)とし、それぞれの基準バイアスから発生する基準電圧をV50、V60とし、かつV50<V60と設定する。ただし、gm6アンプは基準バイアスの基準電圧(V60)が異なるだけでそれ以外はgm5アンプと同一の回路構成であるからここでは図示しないことにする。図7にこの様に構成したときのガンマ(γ)補正回路の電気的特性図を示す。このグラフの横軸は入力信号(電圧)V<sub>in</sub>、◆

$$v_l = R_{60} \times i_l$$

$$* V_{in} = V_{50} + R_{50} (I_{53} - I_o) \dots (2)$$

となる。式(2)からトランジスタQ53のコレクタ電流I53を求めると、

$$* 53 \text{ との関係は } V_{in} < V_{50} - R_{50} \times I_o \text{ のとき } I_{53} = 0 \dots (4)$$

$$V_{50} - R_{50} \times I_o < V_{in} < V_{50} + R_{50} \times I_o \text{ のとき}$$

★6+I57=I55であるから、出力電流I56は、

$$I_{56} = (I_{55} / 2I_o) \times I_{53} \dots (8)$$

となる。式(8)に式(4)、(5)、(6)を代入すると以下ようになる。V<sub>in</sub><V<sub>50</sub>-R<sub>50</sub>×I<sub>o</sub>のとき

$$I_{56} = 0 \dots (9)$$

$$V_{50} - R_{50} \times I_o < V_{in} < V_{50} + R_{50} \times I_o$$

のとき

☆になる。V<sub>in</sub><V<sub>50</sub>-R<sub>50</sub>×I<sub>o</sub>のとき

$$i_{56} = 0 \dots (12)$$

$$V_{50} - R_{50} \times I_o < V_{in} < V_{50} + R_{50} \times I_o \text{ のとき}$$

◆縦軸は出力電流(I56)と出力電圧V<sub>out</sub>を示して、グラフに示した折れ線の屈曲点は基準バイアスから供給される基準電圧V50の設定値だけでなく、エミッタ帰還抵抗R50の値とトランジスタQ51とQ52に流れるエミッタ電流の値を調整して決められている。

【0009】次に、上述したgmアンプとその動作を参照してガンマ補正回路の動作について説明する。入力信号(電圧)V<sub>in</sub>が、V<sub>50</sub>-I<sub>o</sub>×R<sub>50</sub><V<sub>in</sub><V<sub>50</sub>+I<sub>o</sub>×R<sub>50</sub>のとき、V<sub>50</sub>+I<sub>o</sub>×R<sub>50</sub><V<sub>60</sub>-I<sub>o</sub>×R<sub>50</sub>と設定すると、gm5アンプはONし、gm6アンプはOFFしている。上述したように抵抗R50とトランジスタQ51のエミッタ電流I<sub>o</sub>を調整し、式(13)を参照しかつgm5アンプ全体の比例定数をgmとすると、gm5アンプの出力電流の交流成分i<sub>l</sub>は入力信号(電圧)の交流成分をv<sub>amp</sub>として

$$i_l = gm \times v_{amp} \dots (15)$$

となる。よって出力電圧の交流成分v<sub>l</sub>は

(5)

特開平11-355607

7

8

$$=g_m \times R_{60} \times v_{amp} \dots (16)$$

但し $v_{amp}$ は入力信号(電圧)の交流成分 $v_{in}$ と等しい。また $R_{60}$ は負荷抵抗である。と求められる。従って、出力端子 $V_t$ で導出される出力電圧 $V_{out}$ の交流成分 $v_{out}$ は $v_1$ と入力信号(電圧)の交流成分 $v_{in}$ を加算した値であるから、

$$v_{out} = v_{in} + v_1 \\ = (1 + g_m \times R_{60}) v_{in} \dots (17)$$

となる。

【0010】次に、 $V_{50} + I_o \times R_{50} < V_{in} < V_{60} - I_o \times R_{50}$ のとき $g_m$ 5アンプと $g_m$ 6アンプ両方ともOFFしているから、 $g_m = 0$ で、入力信号 \*

$$v_{out} = (1 + g_m \times R_{60}) v_{in} \dots (19)$$

とあらわせる。ただし、 $g_m$ 6アンプの比例定数も $g_m$ とした。またこの条件においても $g_m$ 5アンプの出力電流は最大値で一定のみである。

【0011】この結果、 $g_m$ アンプを2個用いて構成したガンマ補正回路の電気的特性を図7に示す。図7

(a)、(b)の水平軸は入力信号(電圧) $V_{in}$ 、縦軸はガンマ補正回路の出力電流 $I_{56}$ である。図7

(a)は $g_m$ 5アンプの基準バイアスから供給される基準電圧を $V_{50}$ としたときのグラフを示し、 $I_o'$ はトランジスタ $Q_{56}$ 、 $Q_{57}$ の電流源 $I_{55s}$ の $1/2$ の電流量をあらわしている。図7(b)は $g_m$ 6アンプの基準バイアスから供給される電圧で、 $V_{50}$ を $V_{60}$ としたときのグラフを示している。このグラフでも、 $I_o'$ については図7(a)と同様トランジスタ $Q_{56}$ 、 $Q_{57}$ の電流源 $I_{55s}$ の $1/2$ の電流量をあらわしている。また図7(c)は、横軸は入力信号 $V_{in}$ 、縦軸は出力電圧 $V_{out}$ としたときの、 $g_m$ アンプを2個連続して構成したガンマ補正回路のグラフを示し、具体的には図7(a)、(b)を合成し、電圧に変換したグラフになっている。

【0012】ここで図7(a)、(b)、(c)において、ガンマ曲線の屈曲点を示す電圧の $\gamma_1$ と $\gamma_2$ は基準電圧 $V_{50}$ と $V_{60}$ の値とは異なっている。具体的には、図7と式(9)、(10)、(11)から明らかのように、図6に示した $g_m$ アンプを用いた場合、グラフの屈曲点を示す水平軸の $\gamma_1$ と $\gamma_2$ の値はそれぞれ、

$$\gamma_1 = V_{50} + R_{50} \times I_o \dots (20)$$

$$\gamma_2 = V_{60} - R_{50} \times I_o \dots (21)$$

となっていて、外部電圧 $V_{50}$ と $V_{60}$ から一意的に定まらない。また $g_m$ アンプの比例定数 $g_m$ を0にしてスイッチングするためトランジスタのエミッタ抵抗の影響を受け、屈曲点を示す $\gamma_1$ 、 $\gamma_2$ の切換がなだらかなる。さらに $g_m$ アンプのゲインが大きくなると $V_{50} < \gamma_1$ 、 $\gamma_2 < V_{60}$ の関係から、外部電圧を設定する範囲が限定される。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】本発明はかかる問題点※50

\*(電圧)そのものを出力することになる。つまり、出力端子 $V_t$ で導出される出力電圧 $V_{out}$ の交流成分 $v_{out}$ は

$$v_{out} = v_{in} \dots (18)$$

となる。ただし、この条件において $g_m$ 5アンプの出力の直流電流は最大値で一定となるが、 $g_m$ 6アンプ出力の直流電流はまだ0である。更に、 $V_{60} - I_o \times R_{50} < V_{in} < V_{60} + I_o \times R_{50}$ のとき、今度は $g_m$ 6アンプがONし、 $g_m$ 5アンプはOFFする。この場合は $g_m$ 5アンプが動作したときと同様に、

※に鑑みてなされたもので、その課題はディスプレイ装置におけるガンマ補正回路の入出力特性の屈曲点を示すスイッチングポイントを一意的に定めることである。また $g_m$ アンプの伝達コンダクタンスをゼロにしないでスイッチングすることにより、トランジスタの内部抵抗、例えばエミッタ抵抗の影響を受けなくし、スイッチング(切換)ポイントを鋭くすることである。又、 $g_m$ アンプのゲインが大きくなっても、ガンマ曲線の屈曲点の電圧の設定範囲を広くすることである。更に、 $g_m$ アンプのゲインを変えるためエミッタ帰還抵抗値を変えたり、電流源の電流値を変えても、トランジスタのスイッチングポイントを一定にするとともに、外部電圧を用いて設定することである。

【0014】

【課題を解決するための手段】本願の第1の発明は、入力信号が供給される第1の端子と、第1の端子に接続された負荷素子と、第1の端子に第1の入力端子が接続され第2の入力端子に供給される第1の基準信号と比較し第1の出力信号を導出する第1の増幅器と、第2の入力端子に第1の基準信号を供給する第1の基準信号発生器と、第1の端子に第3の入力端子が接続され第4の入力端子に供給される第2の基準信号と比較し第2の出力信号を導出する第2の増幅器と、第4の入力端子に第2の基準信号を供給する第2の基準信号発生器と、負荷素子からの第3の出力信号と第1と第2の増幅器からの出力信号が合成されてこの合成信号を取り出す第2の端子とを備えたことを特徴とするガンマ補正回路である。

【0015】本願の第2の発明は、ベースに入力信号が供給されエミッタがエミッタ帰還抵抗の一端に接続された第1のトランジスタと、エミッタ帰還抵抗の他端にエミッタが接続されベースに基準電圧が供給される第2のトランジスタと、入力信号がベースに供給されエミッタが第2のトランジスタのエミッタに接続されコレクタが第2のトランジスタのコレクタに接続された第3のトランジスタと、第1のトランジスタのコレクタにカソードが接続されアノードが基準電位に接続された第1のダイオードと、第2のトランジスタのコレクタにカソードが

(6)

特開平11-355607

9

10

接続されアノードが基準電位に接続された第2のダイオードと、第1と第2のトランジスタのコレクタがそれぞれベースに接続されエミッタが共通接続されコレクタから出力信号を導出する第4と第5のトランジスタからなる差動増幅器とを備えたことを特徴とする電圧-電流変換回路である。

【0016】本願の第3の発明は、ベースに入力信号が供給されエミッタがエミッタ帰還抵抗の一端に接続された第1のトランジスタと、エミッタ帰還抵抗の他端にエミッタが接続されベースに基準電圧が供給される第2のトランジスタと、基準電圧がベースに供給されエミッタが第1のトランジスタのエミッタに接続されコレクタが第1のトランジスタのコレクタに接続された第3のトランジスタと、第1のトランジスタのコレクタにカソードが接続されアノードが基準電位に接続された第1のダイオードと、第2のトランジスタのコレクタにカソードが接続されアノードが基準電位に接続された第2のダイオードと、第1と第2のトランジスタのコレクタがそれぞれベースに接続されエミッタが共通接続されコレクタから出力信号を導出する第4と第5のトランジスタからなる差動増幅器とを備えたことを特徴とする電圧-電流変換回路である。

【0017】本願の第4の発明は、入力信号が供給される第1の端子と、第1の端子に一端が接続された負荷素子と、負荷素子の他端に接続された第2の端子と、ベースに入力信号が供給されエミッタが第1のエミッタ帰還抵抗の一端に接続された第1のトランジスタと、第1のエミッタ帰還抵抗の他端にエミッタが接続されベースに第1の基準電圧が供給される第2のトランジスタと、入力信号がベースに供給されエミッタが第2のトランジスタのエミッタに接続されコレクタが第2のトランジスタのコレクタに接続された第3のトランジスタと、第1のトランジスタのコレクタにカソードが接続されアノードが基準電位に接続された第1のダイオードと、第2のトランジスタのコレクタにカソードが接続されアノードが基準電位に接続された第2のダイオードと、第1と第2のトランジスタのコレクタがそれぞれベースに接続されエミッタが共通接続され第5のトランジスタのコレクタが基準電位に接続された第4と第5のトランジスタからなる第1の差動増幅器と、ベースに入力信号が供給されエミッタが第2のエミッタ帰還抵抗の一端に接続された第6のトランジスタと、第2のエミッタ帰還抵抗の他端にエミッタが接続されベースに第2の基準電圧が供給される第7のトランジスタと、第2の基準電圧がベースに供給されエミッタが第6のトランジスタのエミッタに接続されコレクタが第6のトランジスタのコレクタに接続された第8のトランジスタと、第6のトランジスタのコレクタにカソードが接続されアノードが基準電位に接続された第3のダイオードと、第7のトランジスタのコレクタにカソードが接続されアノードが基準電位に接続さ

れた第4のダイオードと、第6と第7のトランジスタのコレクタがそれぞれベースに接続されエミッタが共通接続され一方のトランジスタのコレクタが基準電位に接続され他方のトランジスタのコレクタから出力信号が導出される第9と第10のトランジスタからなる第2の差動増幅器と、第4と第9のトランジスタのコレクタ電流を合成し第2の端子に接続したことを特徴とするガンマ補正回路である。

【0018】したがって、差動型増幅器のトランジスタの動作が切替わった後も追加したトランジスタが動作しているためgmアンプは電流が流れ続け動作しているので、gmアンプの比例定数gmは0でない。入力信号(電圧)が比較用基準電圧の近傍に達したとき、追加したトランジスタが動作しているので、gmアンプを構成するトランジスタの内部エミッタ抵抗の変化が少なくなり、その結果屈曲点での切替が鋭くなる。また本回路構成にすると、gmアンプを構成するトランジスタのスイッチング(切替)ポイントを示す電圧がgmアンプの内部定数に依存せず、基準電圧だけで設定できる。

20 【0019】

【発明の実施の形態】以下、本発明の具体的な実施の形態につき添付図面を参照して説明する。また以後電圧-電流変換回路をgmアンプと称することにする。

実施の形態例1

まず、図1を参照して本発明のLCDパネル装置等に用いられるガンマ補正回路について説明する。

【0020】入力信号(電圧) $V_{in}$ が負荷抵抗 $R_1$ の一方の端子と第1のgmアンプの非反転端子さらに第2のgmアンプの非反転端子にそれぞれ接続されている。負荷抵抗 $R_1$ の他方の端子は出力端子 $V_t$ に接続されている。更に、第1のgmアンプの反転端子は第1の基準バイアスに接続され、第2のgmアンプの反転端子は第2の基準バイアスに接続されている。

【0021】第1と第2のgmアンプの出力は電流出力の回路構成になっていて、それぞれの出力は出力端子 $V_t$ に接続されている。次に、本ガンマ補正回路の電氣的動作を説明する。図1でガンマ曲線の屈曲点を示す第1と第2の基準バイアスから供給する基準電圧 $V_1$ が $V_2$ より小さく設定してあるとする。まず、入力信号(電圧) $V_{in}$ が $V_1$ より小さいとき、第1のgmアンプ(以後gm1アンプと記載する)のみが動作し第2のgmアンプ(以後gm2アンプと記載する)は非動作状態になる。gm1アンプの比例定数(トランスコンダクタンス)をgmとすると、gm1アンプは入力信号(電圧)の交流成分に比例した交流電流を出力し、

$$i_1 = gm \times v_{amp} \quad (22)$$

が流れる。ここで、 $v_{amp}$ はgm1アンプに供給される入力信号(電圧)の交流成分とする。

【0022】通常、出力側の接続はインピーダンスが高いので、gm1アンプに関する出力信号(電圧)の交流

(7)

特開平11-355607

11

12

成分 $v_1$ は、

$$\begin{aligned} v_1 &= R_1 \times i_1 \\ &= g_m \times R_1 \times v_{amp} \end{aligned} \quad \dots (23)$$

となる。また、 $v_{amp}$ は $V_{in}$ の交流成分 $v_{in}$ と等しく、 $v_1$ に $v_{in}$ を加算した信号電圧の交流成分が本\*。この出力電圧の交流成分を $v_{out}$ とすると、

$$\begin{aligned} v_{out} &= v_{in} + g_m R_1 \times v_{amp} \\ &= (1 + g_m R_1) v_{in} \end{aligned} \quad \dots (24)$$

と表される。

【0023】次に、入力信号（電圧） $V_{in}$ が $V_1$ と $V_2$ の間（ $V_1 < V_{in} < V_2$ ）に存在する時、 $g_{m1}$ 、 $g_{m2}$ アンプの両方のアンプは共に交流動作上非動作状態になる。即ち、 $g_{m1}$ 、 $g_{m2}$ アンプの出力交流電流は共に、 $i_1 = 0$ 、 $i_2 = 0$ であり、かつ上述のアンプの入力電圧の差は0で、交流成分 $v_{amp} = 0$ だから、出力端子には入力信号（電圧）そのものが出力されることになる。その結果、

$$v_{out} = v_{in} \quad \dots (25)$$

となる。

【0024】更に、入力信号（電圧） $V_{in}$ が $g_{m2}$ アンプに供給されている基準電圧 $V_2$ より大きい（ $V_{in} > V_2$ ）とき、 $g_{m1}$ アンプは非動作状態にあり、 $g_{m2}$ のみが動作状態となる。この場合も $V_{in} < V_1$ のときの $g_{m1}$ アンプと同様な計算を行ない、かつ $g_{m2}$ アンプのトランスコンダクタンスを $g_{m1}$ アンプの伝達コンダクタンスと等しく $g_m$ とすると、つぎの入力-出力関係式

$$v_{out} = (1 + g_m R_1) v_{in} \quad \dots (26)$$

が得られる。

【0025】これらの3つの条件を合わせると入力信号（電圧） $V_{in}$ に対する出力電圧が求まり、ガンマ曲線が形成される。ここでは $g_m$ アンプ2段縦続接続の例を示したが、さらに接続段数を増やして任意の曲線を形成できることは勿論である。

【0026】実施の形態例2

次に、図2を参照して本発明の実施の形態例2を説明する。図2は実施の形態例2の $g_m$ アンプを示す図である。なお以下に述べる実施の形態例では主にバイポーラトランジスタを用いた $g_m$ アンプの例を示したもので有るが、本発明の技術的思想はバイポーラトランジスタ以外の素子、例えばMOSTランジスタ、BI-CMOSを用いた回路でも同じ機能を持つものであれば、この実施の形態例2に限定されるものではない。

$$\begin{aligned} V_{in} &= V_{10} - V_{f12} + R_{10} (I_{14} - I_o) \\ &\quad + V_{f11} \end{aligned} \quad \dots (27)$$

となる。

【0030】ここで、式(27)の $R_{10}$ を大きく、 $I_{14}$ 

$$\begin{aligned} V_{in} &= V_{10} \\ &\quad + R_{10} (I_{14} - I_o) \end{aligned} \quad \dots (28)$$

のように簡略化された式が得られる。式(28)から $I_{14}$ を求めると、

$$I_{14} = (V_{in} - V_{10} + R_{10} \times I_o)$$

※【0027】まず $g_m$ アンプの回路接続について説明する。トランジスタ $Q_{11}$ と $Q_{12}$ のエミッタがエミッタ帰還抵抗 $R_{10}$ を介して共通接続され、さらにトランジスタ $Q_{13}$ のエミッタが直接トランジスタ $Q_{12}$ のエミッタに接続されている。トランジスタ $Q_{11}$ と $Q_{13}$ の共通接続されたベースに入力信号（電圧） $V_{in}$ が供給され、トランジスタ $Q_{12}$ のベースは基準バイアスから基準電圧 $V_{10}$ が供給されている。トランジスタ $Q_{11}$ の出力はダイオード構成され、カソードに相当するトランジスタ $Q_{14}$ のエミッタに接続され、一方アノードに相当するベースとコレクタは基準電位（以下電源と記載する）に接続されている。またトランジスタ $Q_{12}$ と $Q_{13}$ のコレクタは共通接続され、ダイオード構成されたカソードに相当するトランジスタ $Q_{15}$ のエミッタに接続され、一方アノードに相当するベースとコレクタは電源に接続されている。

【0028】さらに、トランジスタ $Q_{11}$ と、 $Q_{12}$ 、 $Q_{13}$ の出力はエミッタが共通接続されて差動増幅器を構成するトランジスタ $Q_{17}$ 、 $Q_{16}$ の各ベースに接続されている。また共通接続されたエミッタは電流源 $I_{18}$ を介してグラウンドに接続されている。トランジスタ $Q_{17}$ のコレクタは電源に接続され、トランジスタ $Q_{16}$ のコレクタから出力信号である出力電流 $I_{16}$ が導出される。

【0029】次に、本実施の形態例2の $g_m$ アンプの電気的動作の直流動作と交流動作について説明する。まず直流動作について説明する。いま入力信号（電圧） $V_{in}$ の電圧が差動増幅器を構成するトランジスタ $Q_{12}$ のベースに供給されている基準電圧 $V_{10}$ より小さい（ $V_{in} < V_{10}$ ）とき、トランジスタ $Q_{11}$ と $Q_{12}$ の電流源 $I_{11s}$ 、 $I_{12s}$ に流れる電流量 $I_{11}$ と $I_{12}$ の電流を等しく $I_o$ とし、トランジスタ $Q_{11}$ 、 $Q_{12}$ のベース・エミッタ間の順方向電圧を $V_{f11}$ 、 $V_{f12}$ とすると、入力信号（電圧） $V_{in}$ は

$$R_{10} (I_{14} - I_o) \gg |V_{f11} - V_{f12}|$$

の条件を満足するように選ぶと、



(S) 特開平11-355607

13

14

/R10

... (29)

となる。ただし、電流I14は0からI<sub>o</sub>まで変化し、その後一定になる。

\*14との関係はVin<V10-R10×I<sub>o</sub> のとき

$$I14=0 \quad \dots (30)$$

【0031】このことを考慮すると、入力信号(電圧) VinとトランジスタQ11のコレクタに流れる電流I\*

V10-R10×I<sub>o</sub><Vin<V10のとき

$$I14=(Vin-V10+R10 \times I_o)$$

/R10

... (31)

V10&lt;Vin のとき

※流I16は、

$$I14=I_o \quad \dots (32)$$

$$I16=(I18/2I_o)I14 \quad \dots (34)$$

となる。

10 と求まる。

【0032】次に、トランジスタQ14、Q15、Q16、Q17のコレクタに流れる電流I14、I15、I16とI17の関係式は、

【0033】式(34)に式(30)、(31)、(32)を代入すると次のようになる。Vin<V10-R10×I<sub>o</sub> のとき

$$I14 \times I17 = I15 \times I16 \quad \dots (33)$$

$$I16=0 \quad \dots (35)$$

と求められる。ここで、I14+I15=2I<sub>o</sub>、I16+I17=I18であるから、出力信号である出力電\*

V10-R10×I<sub>o</sub><Vin<V10のとき

$$I16=(I18/2I_o)$$

$$\times (Vin-V10+R10 \times I_o)$$

/R10

... (36)

V10&lt;Vin のとき

20★と以下のようになる。Vin<V10-R10×I<sub>o</sub>の

$$I16=I18/2 \quad \dots (37)$$

とき

次に、交流動作について説明する。式(35)、(36)、(37)のそれぞれの場合について、トランジスタQ16のコレクタ電流の交流成分(i16)を求める★

$$i16=0 \quad \dots (38)$$

V10-R10×I<sub>o</sub><Vin<V10のとき

$$i16=(I18/2I_o)$$

$$\times vin/R10$$

... (39)

ただしvinは入力信号(電圧)の交流成分である。V10<Vinのとき

☆準電圧V20が供給されている。トランジスタQ21と

$$i16=0 \quad \dots (40)$$

となり、V10-R10×I<sub>o</sub><Vin<V10のときのみgmアンプとして動作し、それ以外はゲインを持たないことになる。

30

【0034】実施の形態例3次に、図3を参照して本発明の実施の形態例3を説明する。図3は実施の形態例3のgmアンプを示す図である。なお以下に述べる実施の形態例3では主にバイポーラトランジスタを用いたgmアンプの例を示したもので有るが、本発明の技術的思想はバイポーラトランジスタ以外の素子、例えばMOSトランジスタ、BI-CMOSを用いた回路でも同じ機能を持つものであれば、上述した本発明の実施の形態例1、2と同様、この実施の形態例3に限定されるものではない。

Q23の出力はダイオード構成されてカソードに相当するトランジスタQ24のエミッタに接続され、一方アノードに相当するトランジスタQ24のベースとコレクタは電源に接続されている。またトランジスタQ22のコレクタは、ダイオード構成されたカソードに相当するトランジスタQ25のエミッタに接続され、一方アノードに相当するトランジスタQ25のベースとコレクタは電源に接続されている。また、トランジスタQ21、Q23とトランジスタQ22の各エミッタはそれぞれ電流量I21、I22が流れる電流源I21s、I22sに接続されている。

【0035】まずgmアンプの電氣的接続について説明する。差動増幅器を構成するトランジスタQ21とQ22のエミッタがエミッタ帰還抵抗R20を介して共通接続され、さらにトランジスタQ23のエミッタとコレクタが直接トランジスタQ21のエミッタとコレクタにそれぞれ接続されている。トランジスタQ21のベースに入力信号(電圧) Vinが供給されトランジスタQ22とQ23の各ベースは共通接続され基準バイアスから基

40

【0036】さらに、トランジスタQ21、Q23と、Q22の出力はエミッタが共通接続されて差動増幅器を構成するトランジスタQ27、Q26の各ベースに接続されている。トランジスタQ27のコレクタは電源に接続され、トランジスタQ26のコレクタから出力信号である出力電流I26が導出される。

【0037】次に、本実施の形態例3のgmアンプの電氣的動作について説明する。まず直流動作について説明する。いま入力信号(電圧) Vinが差動増幅器を構成するトランジスタQ22のベースに供給されている基準電圧V20より大きい(Vin>V20)のとき、電流I21とI22を等しくI<sub>o</sub>とし、トランジスタQ2



(9)

特開平11-355607

15

16

1. Q22のベース・エミッタ間の順方向電圧を $V_{f2}$  \* 1.  $V_{f22}$ とすると、入力信号(電圧) $V_{in}$ は

$$V_{in} = V_{20} - V_{f22} + R_{20}(I_{24} - I_o) + V_{f21} \quad \dots (41)$$

となる、

$$\ast R_{20}(I_{24} - I_o) \gg |V_{f21} - V_{f22}|$$

【0038】ここで、式(41)の $R_{20}$ を大きく、 $\ast$ の条件を満足するように選ぶと、

$$V_{in} = V_{20} + R_{20}(I_{24} - I_o) \quad \dots (42)$$

となる。式(42)から $I_{24}$ を求めると、

$$I_{24} = (V_{in} - V_{20} + R_{20} \times I_o) / R_{20} \quad \dots (43)$$

となる。ただし、電流 $I_{24}$ は $I_o$ から $2I_o$ まで変化  $\star 24$ との関係は、 $V_{in} < V_{20}$  のとき  
し、その後一定になる。  $I_{24} = I_o \quad \dots (44)$

【0039】このことを考慮すると、入力信号(電圧)  $V_{20} < V_{in} < V_{20} + R_{20} \times I_o$  のとき  
 $V_{in}$ とトランジスタQ21のコレクタに流れる電流 $I_{\star}$

$$I_{24} = (V_{in} - V_{20} + R_{20} \times I_o) / R_{20} \quad \dots (45)$$

$V_{20} + R_{20} \times I_o < V_{in}$  のとき

$\star 26$ は、

$$I_{24} = 2I_o \quad \dots (46)$$

$$I_{26} = (I_{28} / 2I_o) I_{24} \quad \dots (48)$$

となる、

となる。

【0040】トランジスタQ24、Q25、Q26、Q 20 【0041】式(48)に式(44)、(45)、(46)を代入すると以下のようになる。 $V_{in} < V_{20}$  のとき

$$I_{24} \times I_{27} = I_{25} \times I_{26} \quad \dots (47)$$

$$I_{26} = I_{28} / 2 \quad \dots (49)$$

と求まる。ここで、 $I_{24} + I_{25} = 2I_o$ 、 $I_{26} +$   $V_{20} < V_{in} < V_{20} + R_{20} \times I_o$  のとき

$I_{27} = I_{28}$ であるから、出力信号である出力電流 $I_{\star}$

$$I_{26} = (I_{28} / 2I_o) \times (V_{in} - V_{20} + R_{20} \times I_o) / R_{20} \quad \dots (50)$$

$V_{20} + R_{20} \times I_o < V_{in}$  のとき

◆タQ26のコレクタ電流の交流成分( $i_{26}$ )を求める

$$I_{26} = I_{28} \quad \dots (51)$$

30 と以下のようになる。 $V_{in} < V_{20}$  のとき

次に交流動作について説明する。式(49)、(5

$$i_{26} = 0 \quad \dots (52)$$

0)、(51)のそれぞれの場合について、トランジス◆

$V_{20} < V_{in} < V_{20} + R_{20} \times I_o$  のとき

$$i_{26} = (I_{28} / I_{20}) \times v_{in} / R_{20} \quad \dots (53)$$

ただし $v_{in}$ は入力信号(電圧)の交流成分である。 $V_{20} + R_{20} \times I_o < V_{in}$  のとき

$$i_{26} = 0 \quad \dots (54)$$

となり、 $V_{20} < V_{in} < V_{20} + R_{20} \times I_o$  のときのみgmアンプとして動作し、それ以外はゲインを持たないことになる。

#### 【0042】実施の形態例4

次に、図4を参照して本発明の実施の形態例4を説明する。図4は実施の形態例4のガンマ補正回路を示す図である。なお以下に述べる実施の形態例では主にバイポーラトランジスタを用いたガンマ補正回路を示したもので有るが、本発明の技術的思想はバイポーラトランジスタ以外の素子、例えばMOSTランジスタ、BI-CMOSを用いた回路でも同じ機能を持つものであれば、上述した本発明の実施の形態例1、2と3同様、この実施の形態例4に限定されるものではない。

\*【0043】図4に示したガンマ補正回路は図1の回路構成と原理的に同じ構成で、基本構成要素として第3と第4のgmアンプさらに負荷素子の抵抗とから成り立っている。まず第3のgmアンプ(以後gm3アンプと記載する)の回路接続関係について説明する。トランジスタQ31とQ32のエミッタがエミッタ帰還抵抗 $R_{30}$ を介して共通接続され、さらにトランジスタQ33のエミッタが直接トランジスタQ32のエミッタに接続されている。トランジスタQ31とQ33の共通接続されたベースに入力信号(電圧) $V_{in}$ が供給されトランジスタQ32のベースは基準バイアスから基準電圧 $V_{30}$ が供給されている。

【0044】トランジスタQ31とQ32の各エミッタは、電流源 $I_{32s}$ と $I_{33s}$ にそれぞれ接続されている。また電源VCCとグランド間に電流源 $I_{35s}$ と $I_{31s}$ が直列接続され、電流源 $I_{31s}$ の電流量に

(10)

特開平11-355607

17

て電流源I32s、I33sの電流量I0は制御される。この電流を制御する回路は一般にカレントミラー回路を用いて構成されている。トランジスタQ31の出力はダイオードQ34のカソードに接続され、アノードは電源VCCに接続されている。またトランジスタQ32とQ33のコレクタは共通接続され、ダイオードQ35のカソードに接続され、アノードは電源VCCに接続されている。

【0045】さらに、トランジスタQ31と、Q32、Q33の出力はエミッタが共通接続されて差動増幅器を構成するトランジスタQ37、Q36の各ベースに接続されている。トランジスタQ37のコレクタは電源VCCに接続され、Q36のコレクタは次段の第4のgmアンプに接続され、出力信号である出力電流I36が導出される。この差動増幅器を構成するトランジスタQ36、Q37の共通接続されたエミッタは電流源I34sに接続され、この電流量2Io'は前述した電流源I31sを用いて制御される。

【0046】次に第4のgmアンプ（以後gm4アンプと記載する）の回路接続関係について説明する。差動増幅器を構成するトランジスタQ41とQ42のエミッタがエミッタ帰還抵抗R40を介して共通接続され、さらにトランジスタQ43のエミッタとコレクタが直接トランジスタQ41のエミッタとコレクタにそれぞれ接続されている。トランジスタQ41のベースに入力信号Vinが供給され、トランジスタQ42とQ43の各ベースは共通接続され基準バイアスから基準電圧V40が供給されている。トランジスタQ41とQ43の出力はダイオードQ44のカソードに接続され、アノードは電源VCCに接続されている。またトランジスタQ42のコレクタは、ダイオードQ45のカソードに接続され、アノードは電源VCCに接続されている。

【0047】また、トランジスタQ41、Q43とトランジスタQ42の各エミッタはそれぞれ電流源I41s、I42sに接続され、この電流源I41s、I42sの電流量I0は前述の電流源I31sの電流量に応じ\*

$$v1 = R41 \times i36$$

$$= gm \times R41 \times v_{amp} \quad \dots (56)$$

ただしvampはVampの交流成分である。ここで、VampはVinと等しく、出力端子Vtにあらわれる\*

$$v_{out} = v_{in}$$

$$+ gm \times R41 \times v_{amp} \quad \dots (57)$$

となる。一方この条件では、トランジスタQ41がOFFしていて、gm4アンプは交流的にOFFの状態になる。しかしこのときトランジスタQ42、Q43のベースは同電位で直流的には動作していて、出力トランジスタQ46のコレクタから出力される出力電流I46は一定値のIo'である。

【0052】(2) 次に、入力信号（電圧）Vinの信号電圧が基準バイアスから供給される基準電圧V30よ

18

\*て制御される。さらに、トランジスタQ41、Q43と、トランジスタQ42の出力はエミッタが共通接続されて差動増幅器を構成するトランジスタQ47、Q46の各ベースに接続されている。

【0048】差動増幅器を構成するトランジスタQ46、Q47の共通接続されたエミッタは電流源I43sに接続され、この電流源I43sの電流量2Io'は電流源I31sによって制御されている。トランジスタQ47のコレクタは電源VCCに接続され、トランジスタQ46のコレクタは電流源I44sとトランジスタQ36のコレクタにそれぞれ接続されている。

【0049】電流源I45sの一方の端子は電源VCCに、また他方の端子は出力端子Vtに接続されると共に、この電流量はカレントミラー回路等を用いて電流源I44sの電流量に応じて制御される。

【0050】出力端子Vtは負荷抵抗R41を介して、トランジスタQ31、Q33、Q41の各ベースと入力信号（電圧）Vinに接続されている。

【0051】次にガンマ補正回路の電氣的動作について説明する。この回路構成のgm3アンプは本発明の実施の形態例2で、またgm4アンプの回路は本発明の実施の形態例3で説明した回路と基本的に同じであるため、回路動作の詳細な説明は省略することにする。

(1) まず入力信号（電圧）Vinの信号電圧が基準電圧V30より小さいとき、gm3アンプがONし、このgm3アンプ入力の電位差Vampに比例した電流I36が流れる。一方このときgm4アンプは交流的にOFFしている。gm3アンプを構成するトランジスタQ36からの出力電流の交流成分i36は、比例定数をgm

$$i36 = gm \times v_{amp} \quad \dots (55)$$

ただしvampはVampの交流成分である。となる。通常、出力側の接続に関し、インピーダンスが高いためgm3アンプにおける出力信号の交流成分v1は以下のように求められる。

\*電圧の交流成分voutは入力信号の交流成分vinとv1を加えたものであるから、

\*り大きくV40より小さいとき、gm3アンプとgm4アンプはともに交流的にOFFする。ただし、これらのgmアンプにおいては、従来例とは違いアンプのgmは0ではない。gm3アンプの初段の差動増幅器を構成するトランジスタQ32がOFFするが、トランジスタQ31、Q33はONしているので、gmは0にはならない。トランジスタQ31とQ33のベースは等電位になっているのでgm3アンプの入力の電位差Vampは

(11)

特開平11-355607

19

20

0、即ち $v_{amp}=0$ で、出力信号の交流成分は $v_1=0$ となる。このとき、トランジスタQ36のコレクタから取り出される出力電流I36は一定値である $I_{o'}$ となる。またgm4アンプもgm3アンプと同じ動作をし、トランジスタQ46のコレクタから取り出される出力電流は $I_{o'}$ である。その結果出力端子Vtから導出される電圧は、交流成分に関して入力信号のみが寄与することになり、

$$v_{out}=v_{in} \quad \dots (58)$$

となる。

【0053】(3)さらに、入力信号(電圧) $V_{in}$ の信号電圧が基準電圧V40より大きいとき、gm4アンプがONし、このときの動作はgm3アンプがONした場合と同じである。またgm3アンプは交流動作に関してはOFF状態のままである。その結果、出力端子Vtから導出される電圧の交流成分は、

$$v_{out}=(1+g_m \times R_{41})v_{in} \quad \dots (59)$$

と導かれる。

【0054】いままで述べた3つの条件に伴う入力信号(電圧)と出力電流または出力電圧との関係を図5にあらわした。ここで、ガンマ( $\gamma$ )曲線の屈曲点を $\gamma_1$ と $\gamma_2$ と表す。図5(a)はgm3アンプ、図5(b)はgm4アンプの入出力特性のグラフで、図5(c)はこれらを合成した総合図である。図5(c)のグラフにおいて、屈曲点 $\gamma_1$ と $\gamma_2$ はそれぞれgm3アンプのトランジスタQ32のベースに供給されている基準バイアスから供給される基準電圧V30、またgm4アンプのトランジスタQ42のベースに供給されている基準バイアスから供給されている基準電圧V40となっている。この $\gamma_1$ と $\gamma_2$ の値は図6で構成されたガンマ補正回路での値と異なり、エミッタ帰還抵抗R30、R40と、さらにエミッタ電流即ち電流源I32s、I33s、I41s、I42sの電流量I32、I33、I41、I42に依存しないで、gm3アンプ、gm4アンプに供給されている基準電圧V30、V40のみで決定されている。

【0055】従って、上述のgmアンプを用いて、ガンマ補正回路を集積回路で構成すると、ガンマ曲線の屈曲点は内部回路の抵抗、電流値さらにアンプの利得などに依存しないで、外部電圧にのみ依存する。よってこの屈曲点は集積回路の製造プロセスがばらついて、回路素子の定数が変わっても変動しない利点がある。更に、gm3アンプ、gm4アンプは常に動作しているので、このgmアンプのトランジスタの内部エミッタ抵抗に影響されずスイッチングでき、その結果ガンマ曲線の切換ボイ

ントが鋭くなる。

【0056】

【発明の効果】以上の説明から明らかなように、ガンマ補正回路の入出力特性の屈曲点を示すスイッチングポイントが外部回路で一意的に設定できる。また本発明のgmアンプを用いると、伝達コンダクタンスをゼロにしてスイッチングすることが無いから、トランジスタの内部抵抗例えばエミッタ抵抗の影響を受けず、スイッチングポイントの切換が鋭くなる。また、gmアンプのゲインが大きくなっても、屈曲点を表す電圧が抵抗、電流に依存しないから、この屈曲点(電圧)を設定する範囲が広がった。更に、gmアンプのゲインを変えるために差動アンプの帰還抵抗値を変えたり、電流源の電流値を変えるが、本発明のgmアンプではスイッチングポイントが回路定数に依存することがなくなったので、アンプのゲインによらずガンマ曲線の屈曲点を任意に設定できるようになった。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態例1に係るガンマ補正回路を示す回路構成図である。

【図2】本発明の実施の形態例2に係るgmアンプを示す回路構成図である。

【図3】本発明の実施の形態例3に係るgmアンプを示す回路構成図である。

【図4】本発明の実施の形態例4に係るガンマ補正回路を示す回路構成図である。

【図5】本発明の実施の形態例4に示したガンマ補正回路の電気的特性を示すグラフである。

【図6】従来例のgmアンプを示す回路構成図である。

【図7】従来例のgmアンプを用いてガンマ補正回路を構成したときの電気的特性を示すグラフである。

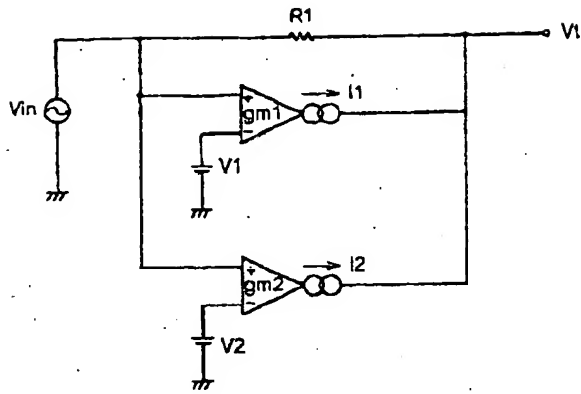
【符号の説明】

gm1…第1のgmアンプ、gm2…第2のgmアンプ、V1、V2、V10、V20、V30、V40、V50…基準電圧、R1、R41…負荷素子(負荷抵抗)、R10、R20、R30、R40、R50…エミッタ帰還抵抗、Q11~Q17、Q31~Q37…第3のgmアンプ(gm3アンプ)を構成するトランジスタ、Q21~Q27、Q41~Q47…第4のgmアンプ(gm4アンプ)を構成するトランジスタ、Q51~Q57…第5のgmアンプを構成するトランジスタ、I11s、I12s、I18s、I21s、I22s、I28s、I31s~I35s、I41s~I45s、I51s、I52s、I55s…電流源、VCC…電源

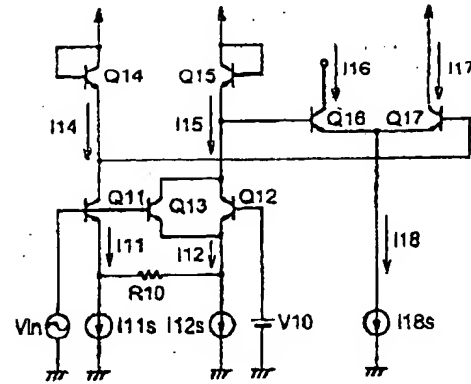
(12)

特開平11-355607

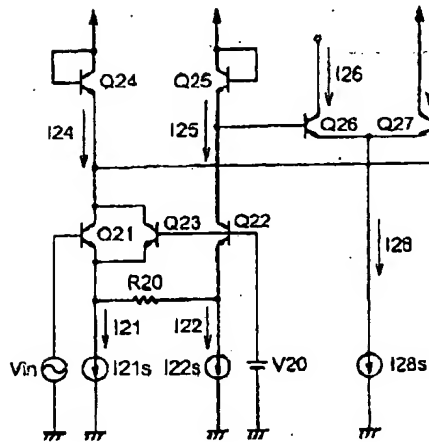
【図1】



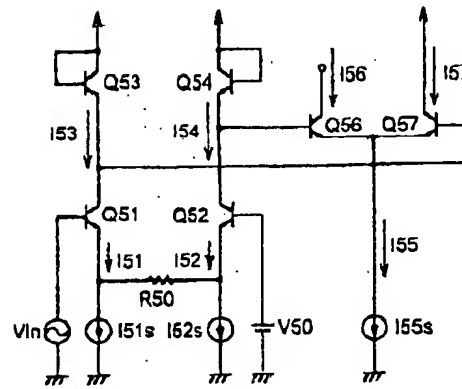
【図2】



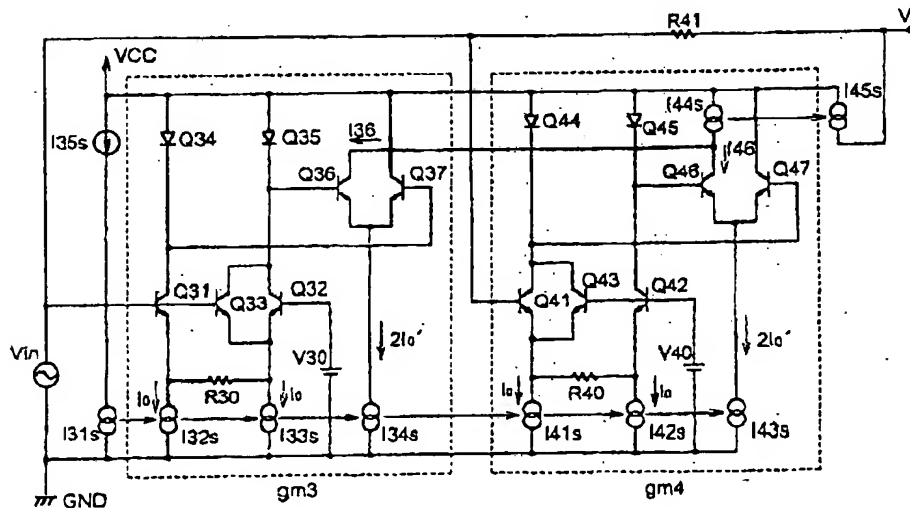
【図3】



【図6】



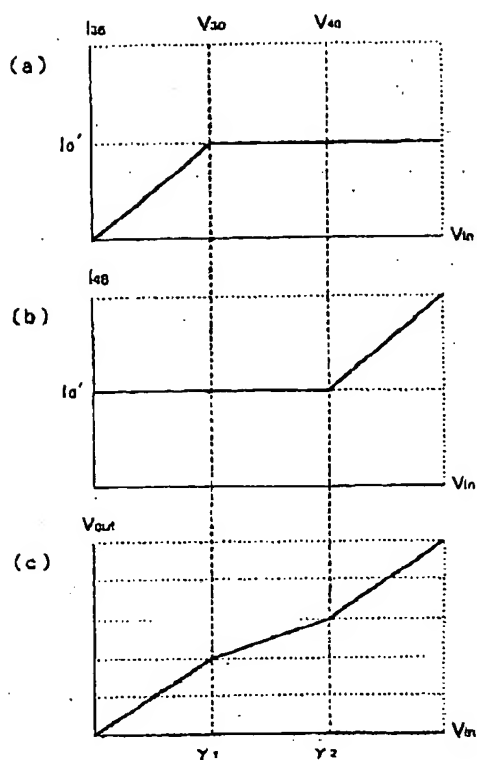
【図4】



(13)

特開平11-355607

【図5】



【図7】

